

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-024539

(43)Date of publication of application : 26.01.2001

(51)Int.Cl.

H04B 1/30

H04L 27/38

H04L 27/14

H04L 27/22

(21)Application number : 11-194754

(71)Applicant : SHARP CORP

(22)Date of filing : 08.07.1999

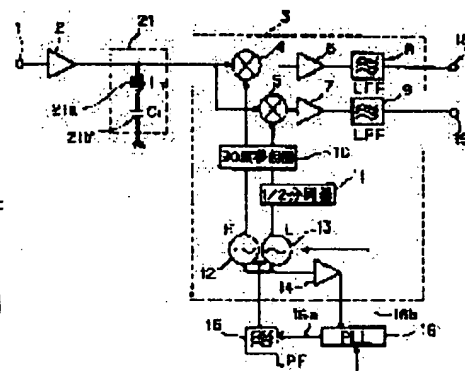
(72)Inventor : TSUMURA HIDEO

(54) RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To avoid bad influence to reception due to a component of the same frequency or the like as a local oscillation signal by outputting the local oscillation signal by the frequency different from the carrier frequency of a channel received by a local oscillator.

SOLUTION: An RF signal inputted to a receiver via an input terminal 1 is amplified by an amplifier 2. The RF signal amplified by the amplifier 2 is inputted to a mixer = I/Q demodulator 3 after the component of specific frequency fixed by L1, C1 is removed by an LC signal resonance circuit 21. When the carrier frequency desired to receive is 950 MHz, the circuit 21 sets value of L1, C1 so as to remove the components of the frequency of 1900 MHz from the RF signal. Since the signal component of the 1900 MHz is removed from the RF signal by this, the signal component of the 1900 MHz is not inputted to the demodulator 3. Consequently, the frequency of a local oscillation signal outputted from local oscillators 12, 13 by tuning data is suppressed.



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-24539

(P2001-24539A)

(43)公開日 平成13年1月26日(2001.1.26)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テ-マ-ト*(参考)
H 0 4 B	1/30	H 0 4 B 1/30	5 K 0 0 4
H 0 4 L	27/38	H 0 4 L 27/00	G
	27/14	27/14	J
	27/22	27/22	D

審査請求 未請求 請求項の数14 O L (全 15 頁)

(21)出願番号 特願平11-194754

(22)出願日 平成11年7月8日(1999.7.8)

(71)出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72)発明者 津村 英郎

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ

ャープ株式会社内

(74)代理人 100085501

弁理士 佐野 静夫

Fターム(参考) 5K004 AA04 AA05 AA08 EC08 EG12

EH01 FA09 FH01 FH06 JA05

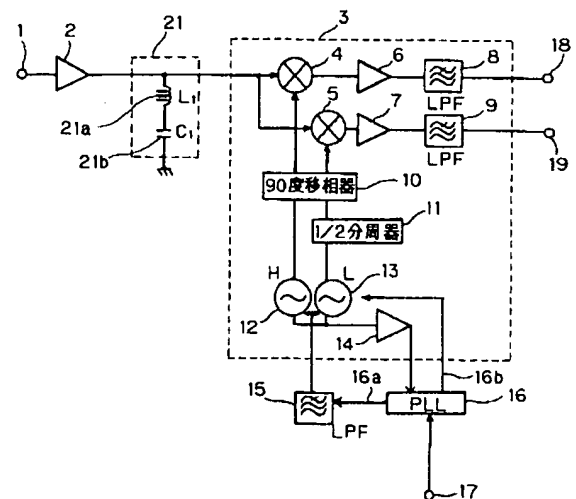
JJ02

(54)【発明の名称】 受信装置

(57)【要約】

【課題】 ダイレクトコンバージョン方式の受信装置で受信装置が生成するローカル発振信号によって受信に悪影響を及ぼさないようにする。

【解決手段】 ダイレクトコンバージョン方式の受信装置は入力端子1と、入力端子1を介して入力されたRF信号を増幅するRF増幅器2と、RF信号から受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の2倍の周波数の信号成分を除去するLC直列共振回路21と、LC直列共振回路21を通過したRF信号から直接ベースバンドのI信号、Q信号を取り出すミキサー・I/Q復調器3とを備える。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力信号を中間周波数信号に変換することなく該入力信号からベースバンド信号を取り出すダイレクトコンバージョン方式の受信装置において、前記入力信号から受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数とは異なる周波数のローカル発振信号を出力するローカル発振器と、前記ローカル発振信号の周波数を前記チャンネルのキャリアの周波数に変換する周波数変換手段と、前記入力信号から前記ローカル発振信号の周波数と同一の周波数成分を除去する第1の回路と、第1の回路より出力される入力信号と前記周波数変換されたローカル発振信号を混合するミキサーとを備えたことを特徴とする受信装置。

【請求項2】 前記ローカル発振信号の周波数は前記チャンネルのキャリアの周波数の2以上の整数倍であることを特徴とする請求項1に記載の受信装置。

【請求項3】 前記入力信号から前記チャンネルのキャリアの周波数の1/2の周波数成分を除去する第2の回路を備えたことを特徴とする請求項1に記載の受信装置。

【請求項4】 前記チャンネルのキャリアの周波数の1/2の周波数成分を除去する第2の回路を備え、前記入力信号はスイッチによって第1の回路と第2の回路のいずれか一方を通過することを特徴とする請求項1に記載の受信装置。

【請求項5】 第1の回路は通過帯域の上限となる遮断周波数が可変の低域通過フィルタから成ることを特徴とする請求項2乃至請求項4のいずれかに記載の受信装置。

【請求項6】 第1の回路は通過帯域の上限となる遮断周波数が可変の低域通過フィルタから成り、第2の回路は通過帯域の下限となる遮断周波数が可変の高域通過フィルタから成ることを特徴とする請求項3又は請求項4に記載の受信装置。

【請求項7】 前記低域通過フィルタは印加される電圧によって容量が可変する可変容量ダイオードを有し、前記電圧によって前記低域通過フィルタの遮断周波数が制御されることを特徴とする請求項5又は請求項6に記載の受信装置。

【請求項8】 前記低域通過フィルタは印加される電圧によって容量が可変する可変容量ダイオードを有し、前記可変容量ダイオードと前記ローカル発振器に共通の電圧を与えることによって、前記低域通過フィルタの遮断周波数が制御され、前記ローカル発振器は前記ローカル発振信号の周波数が可変することを特徴とする請求項5に記載の受信装置。

【請求項9】 前記低域通過フィルタの通過特性は前記チャンネルの帯域の範囲で平坦であることを特徴とする請求項5乃至請求項8のいずれかに記載の受信装置。

【請求項10】 入力信号を中間周波数信号に変換する

ことなく該入力信号からベースバンド信号を取り出すダイレクトコンバージョン方式の受信装置において、前記入力信号を増幅する増幅器と、前記入力信号から前記チャンネルのキャリアの周波数の1/2の周波数成分を除去する回路とを備えたことを特徴とする受信装置。

【請求項11】 前記回路は通過帯域の下限となる遮断周波数が可変の高域通過フィルタから成ることを特徴とする請求項10に記載の受信装置。

10 【請求項12】 前記高域通過フィルタは印加される電圧によって容量が可変する可変容量ダイオードを有し、前記電圧によって前記高域通過フィルタの遮断周波数が制御されることを特徴とする請求項6又は請求項11に記載の受信装置。

【請求項13】 印加される電圧によって周波数が制御されたローカル発振信号を出力するローカル発振器を備え、前記可変容量ダイオードと前記ローカル発振器に共通の電圧を与えることを特徴とする請求項12に記載の受信装置。

20 【請求項14】 前記高域通過フィルタの通過特性は前記チャンネルの帯域の範囲で平坦であることを特徴とする請求項6又は請求項11又は請求項12に記載の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はデジタル衛星放送受信用チューナ等に使用されるダイレクトコンバージョン方式の受信装置に関する。

【0002】

30 【従来の技術】ダイレクトコンバージョン方式は受信したRF（高周波）信号からミキシングによって中間周波数信号に変換せずに直接ベースバンド信号を取り出す受信方式である。図17は従来のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置のブロック図である。1はRF信号を入力する入力端子である。2は入力端子1を介して入力されたRF信号を増幅するRF増幅器である。3はRF増幅器2で増幅されたRF信号をミキシングによってベースバンドのI/Q信号を取り出すミキサー・I/Q復調器である。

40 【0003】ミキサー・I/Q復調器3の構成について説明する。4はRF増幅器2で増幅されたRF信号と受信しようとするRF信号のキャリアと同一周波数の信号を混合することによりベースバンドのI信号を取り出すミキサーである。5はRF増幅器2で増幅されたRF信号と受信しようとするRF信号のキャリアと同一周波数の信号を混合することによりベースバンドのQ信号を取り出すミキサーである。

50 【0004】6はミキサー4より出力されるI信号を増幅するベースバンド増幅器である。7はミキサー5より出力されるQ信号を増幅するベースバンド増幅器である。8はベースバンド増幅器6で増幅されたI信号の高

周波成分を除去する低域通過フィルタ(LPF)である。9はベースバンド増幅器7で増幅されたQ信号の高周波成分を除去する低域通過フィルタである。

【0005】10は入力される信号を互いに90度位相の異なる2つの信号に変換する90度移相器である。11は入力されるローカル発振信号を1/2分周する1/2分周器である。12は発振周波数が1500MHz~2150MHzであるローカル発振器である。13は発振周波数が1900MHz~3000MHzであるローカル発振器である。ローカル発振器12より出力されるローカル発振信号は直接90度移相器10に入力される。一方、ローカル発振器13より出力されるローカル発振信号は1/2分周器11で1/2分周されてから90度移相器10に入力される。

【0006】ミキサー・I/Q復調器3は復調するRF信号の周波数が950~1500MHzの場合、ローカル発振器12への電源の供給を停止し、ローカル発振器13を使用してその復調しようとする周波数の2倍の周波数のローカル発振信号を得る。

【0007】ミキサー・I/Q復調器3は受信しようとするRF信号のキャリアの周波数が1500~2150MHzの場合、ローカル発振器13を停止し、ローカル発振器12を使用してその受信しようとするRF信号のキャリアと同一の周波数のローカル発振信号を得る。

14はローカル発振器12、13より出力されるローカル発振信号を増幅するローカル発振信号増幅器である。

【0008】15はローカル発振制御用の低域通過フィルタである。16はPLLIC(Phase Locked Loop 集積回路)であり、ローカル発振信号増幅器14で増幅されたローカル発振信号を入力し、内部で生成される基準信号と位相比較し、比較結果を線路16aに出力する。また、PLLIC16は受信しようとするチャンネルによってローカル発振器12、13の一方を使用し、他方の電源を切るための設定信号を線路16bに出力する。

【0009】17はPLLIC16に選局データを入力するための入力端子である。PLLIC16は入力された選局データに従って分周比を設定することによって選局を行う。低域通過フィルタ15はPLLIC16より出力される信号から高域成分を除去し、ローカル発振器12、13に出力する。18は低域通過フィルタ8より出力されるI信号を出力するI信号出力端子である。19は低域通過フィルタ9より出力されるQ信号を出力するQ信号出力端子である。

【0010】入力端子1を介して入力されたRF信号はRF増幅器2によって増幅される。RF増幅器2で増幅されたRF信号はミキサー4、5に入力される。また、受信しようとするRF信号のキャリアの周波数が950MHz~1500MHzの場合には、PLLIC16の制御によってローカル発振器13はその受信しようとするキャリアの周波数の2倍の周波数のローカル発振信号

を出力する。このとき、ローカル発振器12は電源の供給が絶たれて停止している。

【0011】そして、ローカル発振器13より出力されるローカル発振信号は1/2分周器11で分周され、受信しようとするRF信号のキャリアの周波数と同一になる。そして、1/2分周されたローカル発振信号は90度移相器11で互いに90度位相の異なる2波となり、一方がミキサー4に入力され、他方がミキサー5に入力される。受信しようとするRF信号のキャリアの周波数が1500MHz~2150MHzの場合には、PLLIC16の制御によってローカル発振器12がその受信しようとするRF信号のキャリアと同一の周波数で発振する。このとき、ローカル発振器13は電源の供給が絶たれて停止している。

【0012】ミキサー4、5に入力されたRF信号は互いに位相が90度異なるローカル発振信号とそれぞれミキサー4、5で混合されて、互いに位相の異なるベースバンドのI信号、Q信号になる。ミキサー4より出力されるI信号はベースバンド増幅器6で増幅され、低域通過フィルタ8で不要な高域の周波数成分が除去されて、出力端子18より出力される。ミキサー5より出力されるQ信号はベースバンド増幅器7で増幅され、低域通過フィルタ9で不要な高域の周波数成分が除去されて、出力端子19より出力される。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】受信装置が受信しようとするRF信号のキャリアの周波数が例えば950MHzの場合には、ローカル発振器13が1900MHzで発振する。受信装置の受信帯域が一般的な950~2150MHzであるときには、受信したRF信号には1900MHzの信号成分も含まれる。ローカル発振器13から出力される1900MHzのローカル発振信号は1/2分周器11で分周されて950MHzの信号成分になるが、ミキサー4、5に入力されるローカル発振信号には950MHzの成分以外に1900MHzの成分も含まれる。これには1/2分周器11を通過してくる場合と、1900MHzと高周波であるために空中を経由してミキサー4、5に入力される場合がある。そのため、ミキサー4、5はRF信号から950MHzの信号成分以外に1900MHzの信号も受信(ダイレクトコンバート)してしまい、本来受信しようとしている950MHzの信号の受信に悪影響を受けることになる。

【0014】また、RF信号がRF増幅器2で増幅されるとき波形が歪むことによって発生する高調波がミキサー・I/Q復調器3でダイレクトコンバートするとき悪影響を与えることがある。このとき、RF信号どうしが互いに干渉することでも受信に悪影響を与える。

【0015】本発明は上記課題を解決するもので、ダイレクトコンバージョン方式の受信装置において、入力される信号に含まれるローカル発振信号と同じ周波数等の

成分によって受信に悪影響が出ないようにすることを目的とする。

【0016】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明の第1の構成では、入力信号を中間周波数信号に変換することなく該入力信号からベースバンド信号を取り出すダイレクトコンバージョン方式の受信装置において、前記入力信号から受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数とは異なる周波数のローカル発振信号を出力するローカル発振器と、前記ローカル発振信号の周波数を前記チャンネルのキャリアの周波数に変換する周波数変換手段と、前記入力信号から前記ローカル発振信号の周波数と同一の周波数成分を除去する第1の回路と、第1の回路より出力される入力信号と前記周波数変換されたローカル発振信号を混合するミキサーとを備えるようにしている。

【0017】このような構成によると、受信装置ではローカル発振器が受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数とは異なる周波数でローカル発振信号を出力しており、そのローカル発振信号がミキサーに入力されても、第1の回路が入力信号からローカル発振信号の周波数と同一の周波数成分（他チャンネル信号）を除去しているので、ミキサーが入力信号からローカル発振信号と同一周波数成分を復調（ダイレクトコンバート）することがなくなり、受信に悪影響を受けることがなくなる。

【0018】また、本発明の第2の構成では、上記第1の構成において、前記ローカル発振信号の周波数は前記チャンネルのキャリアの周波数の2以上の整数倍であるようにしている。

【0019】このような構成によると、受信装置は受信しようとするチャンネルのキャリア周波数の2以上の整数倍の周波数のローカル発振信号を出力し、その出力がミキサーに入ってきて、受信装置は入力信号からローカル発振信号と同じ周波数の入力信号（他チャンネル信号）を除去するので、その他チャンネル信号がダイレクトコンバートされることはなく、本来のチャンネルの受信に悪影響を与えないようになっている。

【0020】また、本発明の第3の構成では、上記第1の構成において、前記入力信号から前記チャンネルのキャリアの周波数の1/2の周波数成分（他チャンネル信号）を除去する第2の回路を備えている。

【0021】このような構成によると、第2の回路によって入力信号から受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の1/2の周波数成分が除去されるので、この成分の第2高調波成分がミキサーで発生されることがなくなり、従って、前記1/2周波数をキャリアとする他チャンネルの入力信号がミキサーでダイレクトコンバートされる可能性はなくなる。

【0022】また、本発明の第4の構成では、上記第1の構成において、前記チャンネルのキャリアの周波数の

1/2の周波数成分を除去する第2の回路を備え、前記入力信号はスイッチによって第1の回路と第2の回路のいずれか一方を通過するようにしている。

【0023】このような構成によると、スイッチによって入力信号が第1の回路を通過するときには入力信号からローカル発振信号の周波数と同一周波数の成分が除去される。また、スイッチによって入力信号が第2の回路を通過するときには入力信号から受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の1/2の周波数成分が除去される。

【0024】また、本発明の第5の構成では、上記第2の構成乃至上記第4の構成のいずれかにおいて、第1の回路は通過帯域の上限となる遮断周波数が可変の低域通過フィルタから成るようにしている。

【0025】このような構成によると、低域通過フィルタでローカル発振信号の周波数と同一の周波数成分が除去される。また、低域通過フィルタの遮断周波数が可変であるので、受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の変更にもなってローカル発振信号の周波数が変更されても低域通過フィルタはローカル発振信号の周波数と同一の周波数成分を入力信号から除去することができる。

【0026】また、本発明の第6の構成では、上記第3の構成又は第4の構成において、第1の回路は通過帯域の上限となる遮断周波数が可変の低域通過フィルタから成り、第2の回路は通過帯域の下限となる遮断周波数が可変の高域通過フィルタから成るようにしている。

【0027】このような構成によると、第1の回路と第2の回路はともに遮断周波数が可変となるので、受信装置が受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数が変更されても第1の回路はローカル発振信号の周波数と同一の周波数成分を除去することができ、第2の回路ではキャリアの周波数の1/2の周波数成分を除去することができる。

【0028】また、本発明の第7の構成では、上記第5の構成又は上記第6の構成において、前記低域通過フィルタは印加される電圧によって容量が可変する可変容量ダイオードを有し、前記電圧によって前記低域通過フィルタの遮断周波数が制御されるようにしている。

【0029】このような構成によると、可変容量ダイオードに印加される電圧によって可変容量ダイオードは容量が可変することを利用して低域通過フィルタの遮断周波数を制御することができる。

【0030】また、本発明の第8の構成では、上記第5の構成において、前記低域通過フィルタは印加される電圧によって容量が可変する可変容量ダイオードを有し、前記可変容量ダイオードと前記ローカル発振器に共通の電圧を与えることによって、前記低域通過フィルタの遮断周波数が制御される。

【0031】このような構成によると、低域通過フィル

タは可変容量ダイオードに印加される電圧によって可変容量ダイオードは容量が可変することを利用して遮断周波数が制御される。したがって、受信しようとするチャンネルを変えるとき共通の電圧で低域通過フィルタの遮断周波数を可変し、それぞれ別個に電源を設ける必要がない。

【0032】また、本発明の第9の構成では、上記第5の構成乃至上記第8の構成のいずれかにおいて、前記低域通過フィルタの通過特性は前記チャンネルの帯域の範囲で平坦としている。

【0033】このような構成によると、低域通過フィルタの通過特性はチャンネル帯域で平坦であるため、入力信号がフィルタを通過しても受信しようとするチャンネルの帯域の信号成分には影響が出ないようにしている。

【0034】また、本発明の第10の構成では、入力信号を中間周波数信号に変換することなく該入力信号からベースバンド信号を取り出すダイレクトコンバージョン方式の受信装置において、前記入力信号を増幅する増幅器と、前記入力信号から前記チャンネルのキャリアの周波数の $1/2$ の周波数成分を除去する回路とを備えるようにしている。

【0035】このような構成によると、受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の $1/2$ の周波数成分を除去するので、増幅器で入力信号を増幅するときに信号の歪みによって発生する高調波が受信に悪影響を与えないようにすることができる。

【0036】また、本発明の第11の構成では、上記第10の構成において、前記回路は通過帯域の下限となる遮断周波数が可変の高域通過フィルタから成るようにしている。

【0037】このような構成によると、高域通過フィルタは通過帯域の下限となる遮断周波数が可変するので受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数が変化しても入力信号からキャリアの周波数の $1/2$ の周波数成分を除去することができる。

【0038】また、本発明の第12の構成では、上記第6の構成又は上記第11の構成において、前記高域通過フィルタは印加される電圧によって容量が可変する可変容量ダイオードを有し、前記電圧によって前記高域通過フィルタの遮断周波数が制御されるようにしている。

【0039】このような構成によると、可変容量ダイオードに印加される電圧によって可変容量ダイオードは容量が可変することを利用して高域通過フィルタの遮断周波数を制御することができる。

【0040】また、本発明の第13の構成では、上記第12の構成において、印加される電圧によって周波数が制御されたローカル発振信号を出力するローカル発振器を備え、前記可変容量ダイオードと前記ローカル発振器に共通の電圧を与えるようにしている。

【0041】このような構成によると、可変容量ダイオードに印加する電圧と、ローカル発振器に印加する電圧を共通にして、この電圧によって受信しようとするチャンネルを変えることができるので、可変容量ダイオードとローカル発振器でのチャンネル制御用にそれぞれ別個に電源を設ける必要がない。

【0042】また、本発明の第14の構成では、上記第6の構成又は上記第11の構成又は上記第12の構成において、前記高域通過フィルタの通過特性は前記チャンネルの帯域の範囲で平坦としている。

【0043】このような構成によると、高域通過フィルタの通過特性はチャンネル帯域で平坦であるため、入力信号がフィルタを通過しても受信しようとするチャンネルの帯域の信号成分には影響が出ないようにしている。

【0044】

【発明の実施の形態】<第1の実施形態>以下、本発明の実施形態について説明する。図1は本発明の第1の実施形態のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置の第1の実施形態のブロック図である。図1において上記従来の受信装置を示す図17と同一部分には同一符号を付してある。

【0045】第1の実施形態では図17に示す上記従来の受信装置において更にLC直列共振回路21がRF増幅器2とミキサー・ $1/Q$ 復調器3の間に挿入されている。LC直列共振回路21はRF増幅器2の出力側に一端が接続されたコイル21aと、コイル21aの他端に一端が接続され他端が接地されたコンデンサ21bから成る。LC直列共振回路21はコイル21aのインダクタンス L_1 とコンデンサ21bの容量 C_1 によって定まる特定の周波数の成分を除去する。

【0046】入力端子1を介して受信装置に入力されたRF信号は増幅器2で増幅される。増幅器2で増幅されたRF信号はLC直列共振回路21によって L_1 、 C_1 で定まる特定の周波数の成分が除去された後、ミキサー・ $1/Q$ 復調器3に入力される。受信しようとするキャリアの周波数が950MHzの場合には、LC直列共振回路21はRF信号から1900MHzの周波数の成分を除去できるように L_1 、 C_1 の値を設定する。これにより、RF信号から1900MHzの信号成分が除去されるので、1900MHzの信号成分はミキサー・ $1/Q$ 復調器3に入力されない。

【0047】入力端子17を介して入力される選局データによってローカル発振器12、13より出力されるローカル発振信号の周波数が制御される。受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数が950MHz～1500MHzにあるときにはLC直列共振回路21が除去する周波数は受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の2倍の周波数である。受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数が1500MHz～2150M

H_zであるときにはLC直列共振回路21がRF信号から除去する周波数成分は受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の1/2の周波数の成分である。

【0048】ミキサー・I/Q復調器3に入力されたRF信号はミキサー4、5に入力される。受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数が950MHz~1500MHzの場合には、PLLIC16の制御によってローカル発振器13はその受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の2倍の周波数で発振する。このとき、ローカル発振器12は電源供給が絶たれて停止して

いる。そして、ローカル発振器13より出力されるローカル発振信号は1/2分周器11で分周され、受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数と同じになる。

【0049】受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数が1500MHz~2150MHzの場合には、PLLIC16の制御によってローカル発振器12がその受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数と同じ周波数で発振する。このとき、ローカル発振器13は電源の供給が絶たれて停止する。ローカル発振器12より出力されるローカル発振信号又は1/2分周器11で

分周されたローカル発振信号は90度移相器10で互いに位相が90度異なるローカル発振信号となる。

【0050】互いに位相が90度異なるローカル発振信号はミキサー・I/Q復調器3に入力されるRF信号とそれぞれミキサー4、5で混合されて、互いに位相の異なるベースバンドのI信号とQ信号になる。ミキサー4より出力されるI信号はベースバンド増幅器6で増幅され、低域通過フィルタ8で不要な高域の周波数成分が除去され、出力端子18より出力される。ミキサー5より出力されるQ信号はベースバンド増幅器7で増幅され、

高域通過フィルタ9で不要な高域の周波数成分が除去され、出力端子19より出力される。

【0051】図2は受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数 f_c が950MHz~1500MHzの場合のLC直列共振回路21の通過特性を示す図である。図2に示すようにLC直列共振回路21はRF信号から周波数 $2f_c$ の成分を除去するので、ミキサー・I/Q復調器3にはローカル発振信号の周波数と同じ周波数の成分が入力されない。そのため、ローカル発振信号13が周波数 $2f_c$ のローカル発振信号を出力しているため、ミキサー4、5に周波数 $2f_c$ の信号が入力されてもミキサー4、5がその周波数 $2f_c$ の信号をダイレクトコンバートすることがなく、キャリアの周波数 f_c の信号の受信に悪影響を与えることがなくなる。

【0052】図3は受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数が1500MHz~2150MHzの場合のLC直列共振回路21の通過特性を示す図である。この場合、LC直列共振回路21はRF信号から周波数 $f_c/2$ の成分を除去する。ミキサー・I/Q復調器3にはローカル発振信号の周波数の1/2の周波数の成分が

入力されない。そのため、ミキサー・I/Q復調器3でローカル発振信号の周波数の1/2の周波数の成分がローカル発振器12、13に入力されないので、RF増幅器2の増幅のときに歪みによって発生する高調波が受信に悪影響を与えることが防止される。

【0053】本実施形態ではRF増幅器2で増幅されたRF信号はLC直列共振回路21で特定の周波数の成分が除去される。例えば受信しようとするチャンネルの信号が950MHzであるときにはLC直列共振回路21は1900MHzの信号成分を除去する。したがって、受信装置に入力されるRF信号からローカル発振信号と同一周波数の1900MHzの信号成分が除去されるので、その1900MHzの信号成分(他チャンネル信号)によって受信に悪影響(ミキサーでその他チャンネル信号がダイレクトコンバートされて出力されることによる影響)を受けることがない。

【0054】また、ローカル発振信号の周波数が受信しようとするチャンネル周波数の3倍、4倍等のように整数倍で発振する場合にも、1/2分周器11のところで分周によって受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数に変換すればよい。このとき、LC直列共振回路21はローカル発振信号の周波数と同一周波数の成分を除去するようにコンデンサ21bの容量 C_1 とコイル21aのインダクタンス L_1 を設定すればよい。どのチャンネルであってもLC直列共振回路21によってRF信号から受信に悪影響を与える周波数の成分を除去するので、受信帯域全てにおいて広いダイナミックレンジが確保される。

【0055】<第2の実施形態>図4は本発明の第2の実施形態のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置のブロック図である。図4において上記従来の受信装置を示す図17と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。本実施形態では図17に示す上記従来の受信装置において、更に入力端子1とRF増幅器2の間にLC並列共振回路22が挿入されている。

【0056】LC並列共振回路22は並列に接続されたコイル22aとコンデンサ22bとから成る。LC並列共振回路22はコイル22aのインダクタンス L_2 とコンデンサ22bの容量 C_2 によって定まる特定の周波数の成分を除去する。入力信号における受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の1/2の周波数の成分を除去できるようにインダクタンス L_2 と容量 C_2 が設定されている。

【0057】図5はLC並列共振回路22の通過特性を示す図である。LC並列共振回路22は受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数 f_c の1/2の周波数 $f_c/2$ の成分をRF信号から除去する。

【0058】入力端子1を介して受信装置に入力されたRF信号はRF増幅器2で増幅されるときに非線形的な振る舞いにより信号の歪みが発生するが、LC並列共振

10

20

30

40

50

回路22によって受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の $1/2$ の周波数の成分を除去するので、RF増幅器2でRF信号を増幅するときに波形の歪みによって発生する高調波による受信への悪影響が防止される。

【0059】<第3の実施形態>図6は本発明の第3の実施形態のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置のブロック図である。図6において上記従来の受信装置を示す図17と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。本実施形態では図17に示す上記従来の受信装置において、更にRF増幅器2とミキサー・I/Q復調器3の間にLC直列共振回路21、RF入力端子1とRF増幅器2の間にLC並列共振回路22が挿入されている。

【0060】LC直列共振回路21はRF増幅器2の出力側に一端が接続されたコイル21aと、コイル21aの他端に一端が接続され、他端が接地されたコンデンサ21bから成る。LC並列共振回路22は並列に接続されたコイル22aとコンデンサ22bとから成る。

【0061】LC直列共振回路21はコイル21aのインダクタンス L_1 と、コンデンサ21bの容量 C_1 によって特定される信号の周波数成分を除去する。LC直列共振回路21はRF信号から受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の2倍の周波数の成分を除去する。LC並列共振回路22はコイル22aのインダクタンス L_2 とコンデンサ22bの容量 C_2 によって特定される信号の周波数成分を除去する。本実施形態ではLC並列共振回路22は受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の $1/2$ の周波数成分を除去する。

【0062】図7はLC直列共振回路21とLC並列共振回路22の通過特性を示す図である。LC直列共振回路21により受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数 f_0 の2倍の周波数 $2f_0$ の信号成分がRF信号より除去される。LC並列共振回路22により周波数 $f_0/2$ の成分がRF信号より除去される。

【0063】したがって、本実施形態の受信装置では、LC直列共振回路21でRF信号から受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の2倍の周波数の成分が除去されることにより受信に悪影響を受けることがなくなるとともに、LC並列共振回路22で入力信号に含まれる受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数 f_0 の $1/2$ の周波数成分が除去されることによりRF増幅器2でRF信号の歪みによって受信に悪影響を与える高調波が防止される。

【0064】<第4の実施形態>図8は本発明の第4の実施形態のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置のブロック図である。図8において上記従来の受信装置を示す図17と同一部分には同一符号を付してある。第4の実施形態では図17に示す上記従来の受信装置と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

【0065】第4の実施形態では図17に示す上記従来の受信装置において更にRF増幅器2とミキサー・I/Q復調器3の間に制御電圧によって遮断周波数が可変する低域通過フィルタ24が挿入されている。低域通過フィルタ24は制御電圧によってRF信号から受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の2倍の周波数成分を除去する。

【0066】図9は低域通過フィルタ24の構成を示す回路図である。28は低域通過フィルタ24にRF信号を入力するためのフィルタ入力端子である。29は低域通過フィルタ24のフィルタ出力端子である。30は低域通過フィルタ24に遮断周波数制御電圧を入力するための入力端子である。

【0067】31はコイルであり、一端がフィルタ入力端子28に接続され、他端がフィルタ出力端子29に接続されている。33は印加電圧によって容量が可変する可変容量ダイオードであり、アノードが接地され、カソードがコイル31と出力端子29の接続ライン上に接続されている。

【0068】32は可変容量ダイオード33に並列に接続されているコンデンサである。34は可変容量ダイオード33のカソードと入力端子30の間に挿入されている保護抵抗であり、入力端子30を介して入力される制御電圧の急激な変化によって低域通過フィルタ24が故障しないようにするために設けられている。

【0069】低域通過フィルタ24の遮断周波数はコイル31のインダクタンス L_3 とコンデンサ32の容量 C_3 と可変容量コンデンサ33の容量 C_4 によって定まる。入力端子30を介して入力される制御電圧は可変容量ダイオード33に印加される。可変容量ダイオード33は印加電圧によって容量 C_4 が可変するので、遮断周波数が可変する。したがって、低域通過フィルタ24は制御電圧によって遮断周波数が制御される。

【0070】図10は低域通過フィルタ24の通過特性を示す図である。図10において f_0 は受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数であり、 $f_0 - Bw/2 \sim f_0 + Bw/2$ のチャンネル帯域 Bw で伝送される。したがって、低域通過フィルタ24の通過特性が受信しようとするチャンネルのチャンネル帯域 Bw において平坦となるようしているので、RF信号が低域通過フィルタ24を通過してもミキサー・I/Q復調器3には影響が出ないようになっている。

【0071】受信装置は入力信号から受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数を変更しても制御電圧を低域通過フィルタ24に入力することによって遮断周波数を制御できるので、RF信号からローカル発振器13より出力されるローカル発振信号の周波数と同じ周波数成分を除去することができる。

【0072】<第5の実施形態>図11は本発明の第5の実施形態のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送

受信装置のブロック図である。図11において上記従来の受信装置を示す図17と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。第5の実施形態では図17に示す上記従来の受信装置において更にRF入力端子1とRF増幅器2の間に制御電圧によって遮断周波数が可変する高域通過フィルタ25が挿入されている。高域通過フィルタ25はRF信号から制御電圧によって受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の $1/2$ の周波数成分を除去する。

【0073】図12は高域通過フィルタ25の構成を示す回路図である。35は高域通過フィルタ25にRF信号を入力するためのフィルタ入力端子である。36は高域通過フィルタ25のフィルタ出力端子である。37は高域通過フィルタ25に遮断周波数制御電圧を入力するための入力端子である。38はコンデンサであり、一端がフィルタ入力端子35に接続され、他端がフィルタ出力端子36に接続されている。

【0074】39は可変容量ダイオードであり、アノードが出力端子36に接続され、カソードが入力端子35に接続されている。40はコイルであり、一端がコンデンサ38、39と出力端子36の接続ライン上に接続され、他端が接地されている。42は可変容量ダイオード39のカソードと入力端子37の間に挿入されている保護抵抗であり、入力端子37を介して入力される制御電圧の急激な変化によって高域通過フィルタ25が故障しないようにするために設けられている。

【0075】高域通過フィルタ25の遮断周波数はコンデンサ38の容量 C_1 と可変容量コンデンサ39の容量 C_2 とコイル40のインダクタンス L によって定まる。入力端子35を介して入力される制御電圧は可変容量ダイオード39に印加される。可変容量ダイオード39は印加電圧によって容量 C_2 が可変するので遮断周波数が可変する。したがって、高域通過フィルタ25は制御電圧によって遮断周波数が制御される。

【0076】したがって、高域通過フィルタ25は制御電圧によって遮断周波数が制御される。受信装置は入力信号から受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数を変更しても制御電圧を変化させることで、受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の $1/2$ の周波数成分を高域通過フィルタ25で除去することができる。

【0077】図13は高域通過フィルタ25の通過帯域を示す図である。図13において f_0 は受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数であり、 $f_0 - Bw/2 \sim f_0 + Bw/2$ のチャンネル帯域 Bw で伝送される。また、高域通過フィルタ25の通過帯域の下限を与える遮断周波数は $f_0/2$ より高くなっているため、入力信号から周波数 $f_0/2$ の信号成分が除去される。また、高域通過フィルタ25の通過特性が受信しようとするチャンネルのチャンネル帯域 Bw において平坦となる

ようにしているので、RF信号が高域通過フィルタ25を通過してもミキサー・1/Q復調器3には影響が出ないようになっている。

【0078】＜第6の実施形態＞図14は本発明の第6の実施形態のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置のブロック図である。図14において上記従来の受信装置を示す図17と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。第6の実施形態では図17に示す上記従来の受信装置において、更に入力端子1とRF増幅器2の間に切り替えスイッチ26aと切り替えスイッチ26aによってRF信号が通過するかどうか選択される高域通過フィルタ25と、RF増幅器2の出力側に切り替えスイッチ26bと切り替えスイッチ26bによってRF信号のRF信号が通過するかどうか選択される低域通過フィルタ24が設けられている。低域通過フィルタ24は上述した図9に示す回路で構成されており、高域通過フィルタ25は上述した図12に示す回路で構成されているので、説明を省略する。

【0079】本実施形態では受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の2倍の周波数の成分をRF信号から除去するときには、切り替えスイッチ26によってRF信号を低域通過フィルタ24を経由させてからミキサー・1/Q復調器3に入力する。一方、RF増幅器2で増幅されたRF信号における受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の $1/2$ の周波数の成分を除去するときには切り替えスイッチ26によってRF信号を高域通過フィルタ25を経由させてからRF増幅器3に入力する。低域通過フィルタ24と高域通過フィルタ25はそれぞれ制御電圧によって遮断周波数が可変するので、受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数に応じて遮断周波数が制御される。

【0080】例えば受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数が950MHz～1500MHzであるときにはローカル発振器13よりそのキャリアの周波数の2倍の周波数のローカル発振信号が出力されるので、切り替えスイッチ26によってRF信号が低域通過フィルタ24を通過してRF信号からローカル発振信号と同一の周波数成分が除去されるようにし、キャリアの周波数が1500MHz～2150MHzであるときには切り替えスイッチ26によってRF信号が高域通過フィルタ25を通過してRF信号からキャリアの周波数の $1/2$ の周波数成分が除去されるようにする。これにより、キャリアの周波数が950MHz～1500MHzであるときにはRF信号に含まれるローカル発振信号の周波数と同一の周波数成分によって受信に悪影響を受けることがなくなり、1500MHz～2150MHzであるときにはRF増幅器2での信号の歪みによって発生する高調波が受信に悪影響を与えることがなくなる。

【0081】＜第7の実施形態＞図15は第7の実施形態のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置

のブロック図である。本実施形態の受信装置は上記第4の実施形態の受信装置(図8)において、低域通過フィルタ15より出力されるローカル発振器12、13の制御電圧を低域通過フィルタ24の制御電圧として低域通過フィルタ24に inputs する構成としている。

【0082】低域通過フィルタ15より出力される制御電圧によってローカル発振器12、13より発振されるローカル発振信号の発振周波数が制御されるので、それを低域通過フィルタ24の制御電圧とすることによりローカル発振信号の周波数に応じて低域通過フィルタ24の遮断周波数を変化させることができる。これにより、低域通過フィルタ24の制御電圧供給用に別途電源を必要としないようにすることができる。

【0083】<第8の実施形態>図16は第8の実施形態のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置のブロック図である。本実施形態の受信装置は上記第5の実施形態の受信装置(図11)において、低域通過フィルタ15より出力されるローカル発振器12、13の制御電圧を高域通過フィルタ25の制御電圧として高域通過フィルタ25に inputs する構成としている。

【0084】低域通過フィルタ15より出力される制御電圧によってローカル発振器12、13より発振されるローカル発振信号の発振周波数が制御されるので、それを高域通過フィルタ25の制御電圧とすることによりローカル発振信号の周波数に応じて高域通過フィルタ25の遮断周波数を変化させることができる。これにより、高域通過フィルタ25の制御電圧供給用に別途電源を必要としないようにすることができる。

【0085】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の第1の構成の受信装置によれば、受信装置が受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数とは異なる周波数のローカル発振信号がローカル発振器より出力され、ローカル発振信号を周波数変換手段で周波数変換してミキサーで入力信号と混合することによって入力信号からベースバンド信号を取り出している。このとき、入力信号からローカル発振信号の周波数と同一の周波数成分(他チャンネル信号)を除去しているので、ローカル発振信号がミキサーに inputs されてもミキサーはローカル発振信号と同一周波数成分を復調(ダイレクトコンバート)することがない。これにより、受信装置はより安定して動作する。また、受信帯域全てにおいて受信に対して悪影響を与えないようにすることで広いダイナミックレンジを確保できる。

【0086】また、本発明の第2の構成の受信装置によれば、受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の2以上の整数倍の周波数でローカル発振信号を出力し、そのローカル発振信号と同じ周波数の入力信号(他チャンネル信号)を入力信号から除去することにより、その他チャンネル信号がダイレクトコンバートされるこ

とはなく、本来のチャンネルの受信に悪影響を及ぼさないようになっている。

【0087】また、本発明の第3の構成の受信装置によれば、第2の回路によって受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の1/2の周波数の成分(他チャンネル信号)が除去されるので、この成分の第2高調波がミキサーで発生されることがなくなり、従って前記1/2の周波数をキャリアとする他のチャンネルの入力信号がミキサーでダイレクトコンバートされる可能性はなくなる。

【0088】また、本発明の第4の構成の受信装置によれば、入力信号からローカル発振信号と同一周波数の成分を除去する第1の回路と、受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の1/2の周波数成分を除去する第2の回路とからいずれか一方がスイッチによって選択されて入力信号が通過するので、受信しようとするチャンネル等に応じてスイッチを切り替えることで良好な受信特性が得られる。

【0089】本発明の第5の構成の受信装置によれば、第1の回路は遮断周波数が可変の低域通過フィルタから成るので、受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数が変わりローカル発振信号の周波数が変わってもローカル発振信号と同一の周波数成分を除去する。

【0090】また、本発明の第6の構成の受信装置によると、第1の回路は遮断周波数が可変となる低域通過フィルタから成り、第2の回路は遮断周波数が可変となる高域通過フィルタから成るので、受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数が変わっても、その周波数に応じて入力信号から受信に悪影響を及ぼす周波数の成分を除去することができる。

【0091】また、本発明の第7の構成の受信装置によると、可変容量ダイオードに印加される電圧によって可変容量ダイオードの容量が可変することを利用して低域通過フィルタの遮断周波数を制御するので、受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数が変わることによってローカル発振信号の周波数が変わっても、低域通過フィルタは可変容量ダイオードに印加する電圧を制御することによってローカル発振信号の周波数と同一の周波数成分を除去する。

【0092】また、本発明の第8の構成の受信装置によると、低域通過フィルタは可変容量ダイオードに印加される電圧によって遮断周波数が制御され、ローカル発振器は印加される電圧によってローカル発振信号の周波数が可変する。可変容量ダイオードとローカル発振器に印加する電圧を共通としているので、それぞれについて個別に制御用の電源を設ける必要がなくなり、回路が簡略になる。

【0093】また、本発明の第9の構成の受信装置によると、低域通過フィルタの通過特性がチャンネル帯域で平坦であるため、入力信号が低域通過フィルタを通過し

ても受信しようとするチャンネルの帯域の信号成分には影響が出ない。

【0094】また、本発明の第10の構成の受信装置によると、受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の1/2の周波数成分を除去するので、増幅器で入力信号を増幅するときに信号の歪みによって発生する高調波が受信に悪影響を与えないようにすることができる。

【0095】また、本発明の第11の構成の受信装置によると、受信しようとするチャンネルが変化しても高域通過フィルタの遮断周波数が可変するので高域通過フィルタで受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数の1/2の周波数成分を除去することができる。

【0096】また、本発明の第12の構成の受信装置によると、可変容量ダイオードに印加される電圧によって可変容量ダイオードの容量が可変することを利用して高域通過フィルタの遮断周波数を制御するので、受信しようとするチャンネルが変わっても、入力信号からそのチャンネルのキャリアの周波数の1/2の周波数成分を除去することができる。

【0097】また、本発明の第13の構成の受信装置によると、高域通過フィルタは可変容量ダイオードに印加される電圧によって遮断周波数が制御され、ローカル発振器は印加される電圧によってローカル発振信号の周波数が可変する。可変容量ダイオードとローカル発振器に印加する電圧を共通としているので、それぞれについて別個に制御用の電源を設ける必要がなくなり、回路が簡略になる。

【0098】また、本発明の第14の構成の受信装置によると、高域通過フィルタの通過特性がチャンネル帯域で平坦であるため、入力信号が高域通過フィルタを通過しても受信しようとするチャンネルの帯域の信号成分には影響が出ない。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の第1の実施形態のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置のブロック図。

【図2】 その衛星放送受信装置で受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数が950MHz～1500MHzの場合のLC直列共振回路の通過特性図。

【図3】 その衛星放送受信装置で受信しようとするチャンネルのキャリアの周波数が1500MHz～2150MHzの場合のLC直列共振回路の通過特性図。

【図4】 本発明の第2の実施形態のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置のブロック図。

【図5】 その衛星放送受信装置のLC並列共振回路の通過特性図。

【図6】 本発明の第3の実施形態のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置のブロック図。

【図7】 その衛星放送受信装置のLC直列共振回路とLC並列共振回路から成る回路の通過特性図。

【図8】 本発明の第4の実施形態のダイレクトコンバ

ージョン方式の衛星放送受信装置のブロック図。

【図9】 その衛星放送受信装置の低域通過フィルタの回路図。

【図10】 その低域通過フィルタの通過特性図。

【図11】 本発明の第5の実施形態のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置のブロック図。

【図12】 その衛星放送受信装置の高域通過フィルタの回路図。

【図13】 その高域通過フィルタの通過特性図。

【図14】 本発明の第6の実施形態のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置のブロック図。

【図15】 本発明の第7の実施形態のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置のブロック図。

【図16】 本発明の第8の実施形態のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置のブロック図。

【図17】 従来のダイレクトコンバージョン方式の衛星放送受信装置のブロック図である。

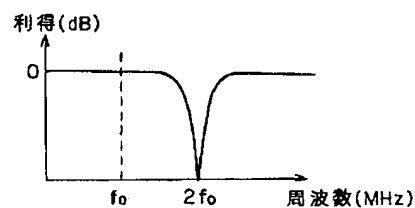
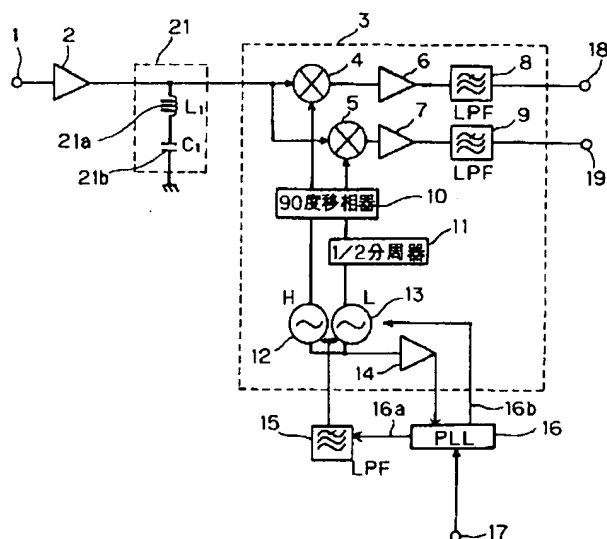
【符号の説明】

- | | |
|---------|--------------------------|
| 1 | 入力端子 |
| 2 | RF増幅部 |
| 3 | ミキサー・I/Q復調器 |
| 4 | ミキサー（I信号用） |
| 5 | ミキサー（Q信号用） |
| 6 | ベースバンド増幅器（I信号用） |
| 7 | ベースバンド増幅器（Q信号用） |
| 8 | 低域通過フィルタ（I信号用） |
| 9 | 低域通過フィルタ（Q信号用） |
| 10 | 90度移相器 |
| 11 | 1/2分周器 |
| 12 | ローカル発振器（1500MHz～2150MHz） |
| 13 | ローカル発振器（1900MHz～3000MHz） |
| 14 | ローカル発振信号増幅器 |
| 15 | 低域通過フィルタ（ローカル発振器制御電圧用） |
| 16 | PLLIC |
| 17 | 選局データ入力端子 |
| 18 | I信号出力端子 |
| 19 | Q信号出力端子 |
| 21 | LC直列共振回路 |
| 22 | LC並列共振回路 |
| 24 | 低域通過フィルタ |
| 25 | 高域通過フィルタ |
| 26a、26b | 切り替えスイッチ |
| 28 | 入力端子 |
| 29 | 出力端子 |
| 30 | 入力端子 |
| 31 | コイル |
| 32 | コンデンサ |

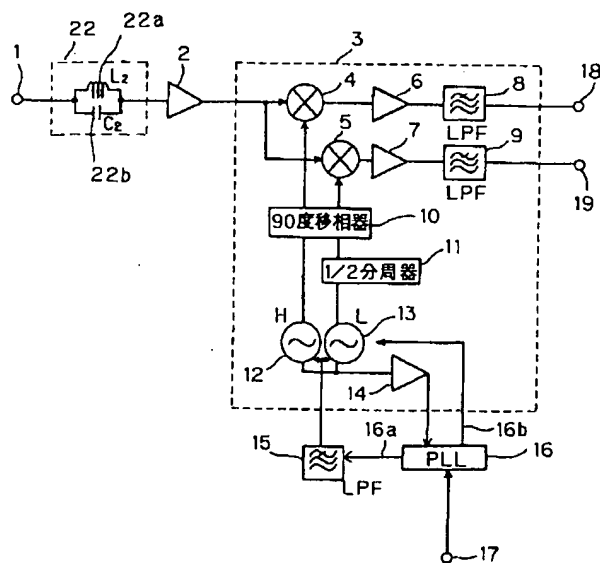
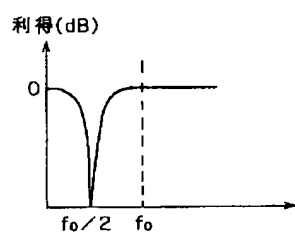
- * 38 コンデンサ
39 可変容量コンデンサ
40 コイル
42 保護抵抗

*

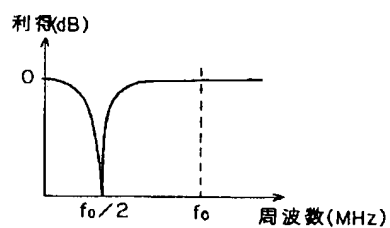
【図2】



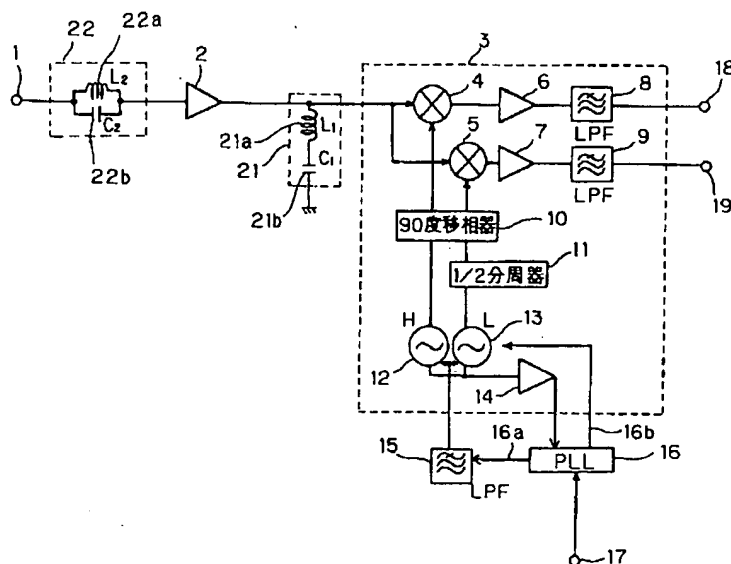
【図 4】



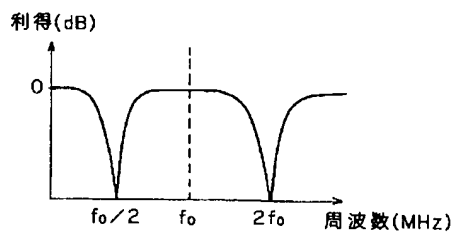
【図5】



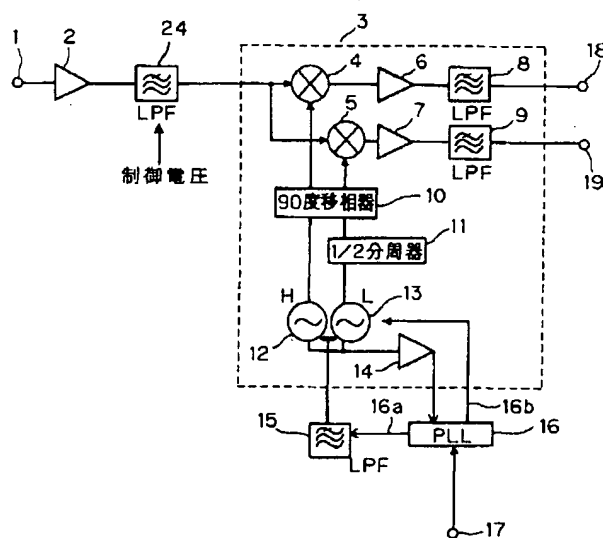
【図6】



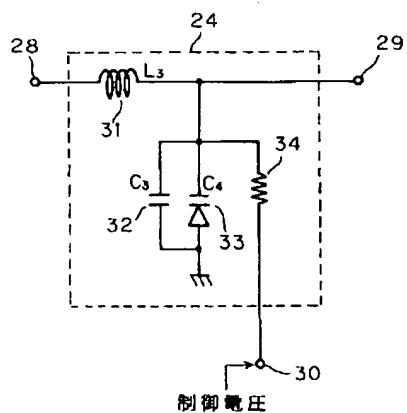
【図7】



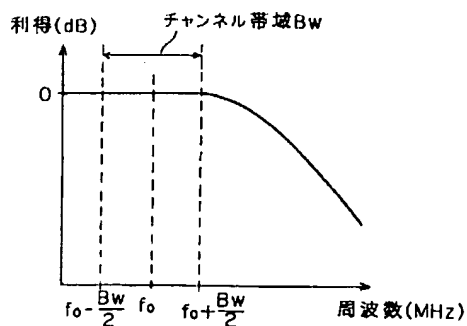
【図8】



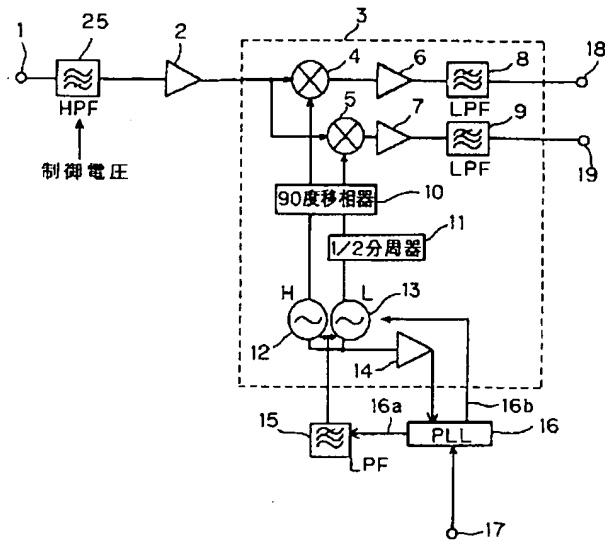
【図9】



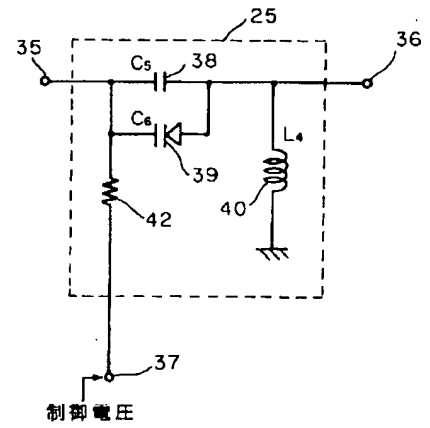
【図10】



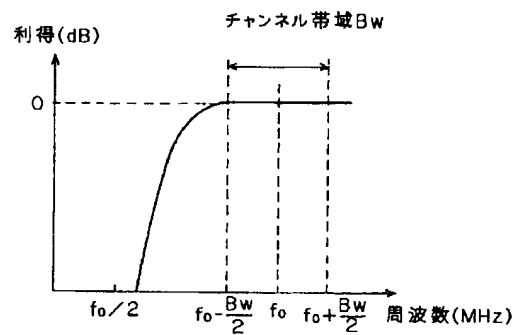
【図11】



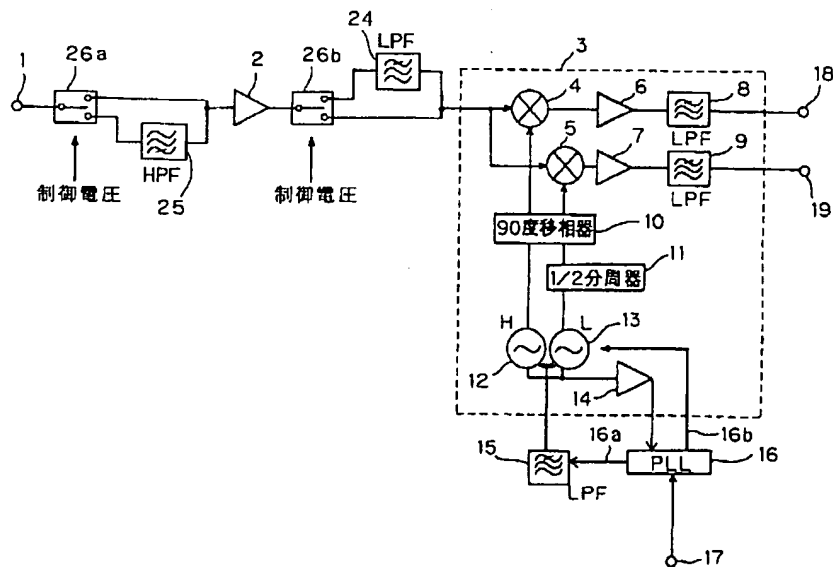
【図12】



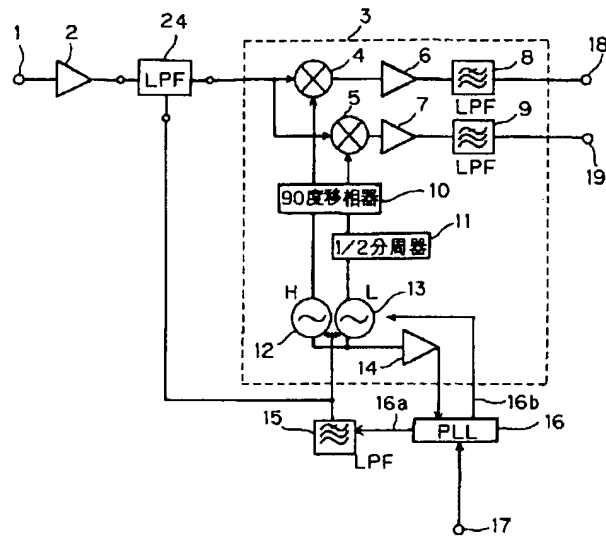
【図13】



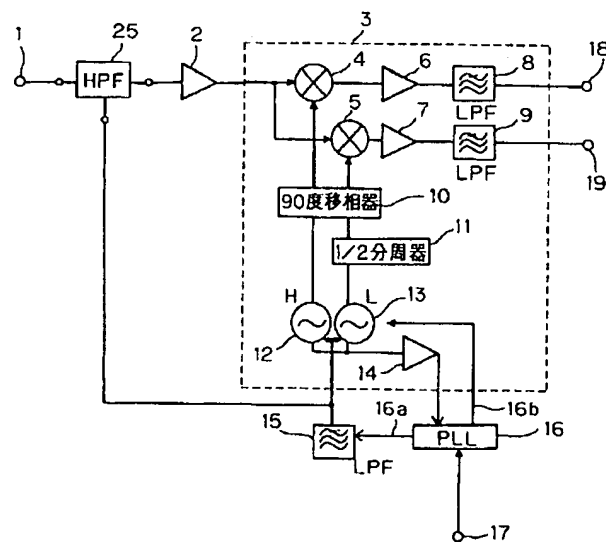
【図14】



【図15】



【図16】



【図17】

